

JP2003008521A

METHOD AND DEVICE FOR CANCELING NOISE

Publication number : JP2003008521A

Date of publication of application : 10.01.2003

Application number : 2001-186276

Applicant : FUJITSU LTD

Date of filing : 20.06.2001

Inventor : KAKO TAKASHI
OKITA RYOJI

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a method and device for canceling noise for power line carrier communication or the like that adaptively selects a band to an actual noise to cancel noise and enhances the S/N to enable high-speed communication.

SOLUTION: A zero point insert section 27-2 inserts a zero point signal to prescribed positions of signals sent from a transmission signal generating section 27-1 and the resulting signal is sent to a transmission line 27-3. A receiver side uses an interleave section 2-13 to extract a noise component from the zero point signal, uses a noise distribution identification section 2-11 to identify a noise distribution from a silence signal period of a received signal, a noise prediction section 2-15 extracts a greater frequency band of the noise components having frequencies in pairs generated by the insertion of the zero point signal according to a comparison result by a pair frequency estimate power comparison section 2-12 to predict noise. A subtractor section 2-16 eliminates the predicted noise from the received signal to cancel the noise.

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 4 B 15/02		H 0 4 B 15/02	5 D 0 1 5
G 1 0 L 15/20			5 D 0 2 0
	21/02	H 0 4 R 3/02	5 K 0 0 4
H 0 4 B 3/54		H 0 4 J 13/00	A 5 K 0 2 2
H 0 4 J 13/00		G 1 0 L 3/02	3 0 1 D 5 K 0 4 6
		審査請求 有	請求項の数10 O L (全 28 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2001-186276(P2001-186276)

(22) 出願日 平成13年6月20日 (2001.6.20)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(72) 発明者 加来 尚

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 横田 良二

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 100105337

弁理士 眞鍋 潔 (外3名)

最終頁に続く

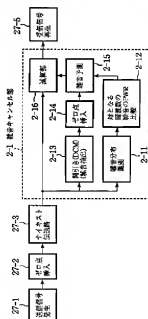
(54) 【発明の名称】 雑音キャンセル方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 電力線搬送通信等における雑音キャンセル方法及び装置に関し、実際の雑音に合わせて適応的に帯域を選択して雑音キャンセルを行い、S/N値を改善し、より高速の通信を実現する。

【解決手段】 送信信号発生部2-7-1から送信される信号の間の所定位置に、ゼロ点挿入部2-7-2でゼロ点信号を挿入して伝送路2-7-3に送信する。受信側では、該ゼロ点信号から同引き部2-1-3で雑音成分を抽出し、また、雑音分布識別部2-1-1で受信信号の無信号区間から雑音分布を識別し、ゼロ点信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を、対周波数雑音電力比較部2-1-2の比較結果により雑音予測部2-1-5で抽出して雑音予測する。該予測した雑音を受信信号から減算部2-1-6で除去し、雑音をキャンセルする。

本発明の雑音分布予測を行う雑音キャンセルの概略ブロック



【特許請求の範囲】

【請求項1】 時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を受信するステップと、該信号から雑音分布を識別するステップと、特定信号より生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測するステップと、該予測した雑音を受信信号から除去して送信された元の信号を再生するステップと、を備えたことを特徴とする雑音キャンセル方法。

【請求項2】 時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信するステップと、該受信信号の特定信号から雑音成分を抽出し、データ信号点の雑音を補間予測し、該補間予測した雑音を受信信号から除去して特定の帯域の雑音を除去するステップと、

受信信号の無信号区間から雑音分布を識別し、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測し、該予測した雑音を受信信号から除去してレベルの大きな雑音を除去するステップと、を備えたことを特徴とする雑音キャンセル方法。

【請求項3】 受信側において、時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信するステップと、無信号区間の受信信号から雑音分布を調査するステップと、該雑音分布を送信側に通知するステップと、送信側において、受信側から通知された雑音分布に基づいて、雑音の大きい帯域のチャネルが特定帯域に集まるようにチャネルの入替えを行うステップと、該チャネル入替えを行った信号を受信側に送信するステップと、該受信側において、送信側で行われたチャネル入替えを元に戻すステップと、該チャネルの並びを元に戻した受信信号の特定信号から特定帯域の雑音成分を抽出するステップと、データ信号点の雑音を補間予測するステップと、該補間予測した雑音を受信信号から除去して特定帯域の雑音を除去するステップと、を備えたことを特徴とする雑音キャンセル方法。

【請求項4】 前記特定信号を振幅がゼロであるゼロ点信号とし、該ゼロ点信号は送信データ信号に定期的に入れたものであることを特徴とする請求項1乃至3の何れかに記載の雑音キャンセル方法。

【請求項5】 時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を受信する手段と、該信号から雑音分布を識別する手段と、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測する手段と、該予測した雑音を受信信号から除去して送信された元の信号を再生する手段と、を備えたことを特徴とする雑音キャンセル装置。

【請求項6】 時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区

間を有する信号を受信する手段と、

該受信信号の特定信号から雑音成分を抽出し、データ信号点の雑音を補間予測し、該補間予測した雑音を受信信号から除去して特定帯域の雑音を除去する手段と、受信信号の無信号区間から雑音分布を識別し、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測し、該予測した雑音を受信信号から除去して前記特定帯域外の雑音を除去する手段と、を備えたことを特徴とする雑音キャンセル装置。

【請求項7】 受信側において、時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信する手段と、無信号区間の受信信号から雑音分布を調査する手段と、該雑音分布を送信側に通知する手段と、

送信側において、受信側から通知された雑音分布に基づいて、雑音の大きい帯域のチャネルが特定帯域に集まるようにチャネルの入替えを行う手段と、該チャネル入替えを行った信号を受信側に送信する手段と、該受信側において、送信側で行われたチャネル入替えを元に戻す手段と、該チャネルの並びを元に戻した受信信号の特定信号から特定帯域の雑音成分を抽出する手段と、データ信号点の雑音を補間予測する手段と、該補間予測した雑音を受信信号から除去して雑音レベルの大きな雑音を除去する手段と、を備えたことを特徴とする雑音キャンセル装置。

【請求項8】 前記特定信号を振幅がゼロであるゼロ点信号とし、該ゼロ点信号は送信データ信号に定期的に入れたものであることを特徴とする請求項5乃至7の何れかに記載の雑音キャンセル装置。

【請求項9】 前記雑音分布を識別する手段を、無信号区間の受信信号を高速フーリエ変換する手段を用いて構成したことを特徴とする請求項5乃至7の何れかに記載の雑音キャンセル装置。

【請求項10】 前記雑音分布を識別する手段を、無信号区間の受信信号を各周波数帯域毎に復調する手段と低域通過フィルタとを用いて構成したことを特徴とする請求項5乃至7の何れかに記載の雑音キャンセル装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、雑音キャンセル方法及び装置に関し、雑音の大きい環境下での通信において、雑音に埋もれた信号を忠実に取り出すための雑音キャンセル方法及び装置に関する。このような雑音キャンセル方法及び装置は以下に示すような多岐に互る分野の装置に好適に適用される。

- ・電力線のように雑音の多い電線を用いて高速のデータ伝送を実現しようとする電力線搬送通信用のモデム。
- ・CATVモデム、ADSLモデム、VDSLモデム、2.4GHz帯の無線LAN、その他の無線伝送分野及

び光伝送分野など。

・高速化することによって雑音に埋もれてしまうような信号でも抽出可能とし、高記録密度を実現しようとする磁気ディスク又は光ディスク装置。

・高速化された多値伝送技術を用いた半導体装置。

・雑音環境下での音声認識装置、画像圧縮装置、パーソナルコンピュータの復調装置など。

【0002】以下、高雑音環境下で使用される装置として、本発明を電力線搬送通信用のモデムに適用した例について説明するが、上記のような種々の分野の装置へも同様に適用可能である。図24に示すように、配電変電所24-1の電力は、6.6kVの高圧配電線24-2を介して柱上変圧器24-3に供給され、更に100V/200V低圧配電線24-4及び引込み線24-5を介して、家屋24-6内に供給されている。

【0003】このような電力線系統において電力線搬送通信を行う場合、高圧配電線24-2と並行して配電変電所24-1のアクセスノード24-1と柱上変圧器24-3に設置したモデムとの間に光ファイバ（図示省略）を設置し、その間は該光ファイバを経由して通信信号を伝送し、柱上変圧器24-3と家屋24-6内との間は、家屋24-6内の屋内配線24-7に接続されたコンセントに差し込んだモデムと柱上変圧器24-3内のモデムとの間で、100V/200V低圧配電線24-4を経由して通信信号を伝送する。

【0004】このような電力線系統は、図25に示すように、柱上変圧器24-3モデムからの送信信号TXのスペクトラム（同図（A）参照）に対して、低圧配電線24-4は同図（B）に示すような $1\mu\text{H}/\text{m}$ のインダクタに見え、線路長が150mだとすると $150\mu\text{H}$ のインダクタに見える。また、低圧配電線24-4に接続された引込み線24-5は $75\text{pF}/\text{m}$ のコンデンサに見え、50mの引込線30m家屋分を屋内配線24-7に接続したとすると、 $0.1125\mu\text{F}$ のコンデンサに見える。これだけでなく、屋内配線24-7に接続された各種家電機器は、雑音防止用のコンデンサをAC100V線間に接続しているため、大きな容量性負荷を呈する。

【0005】結果として、柱上変圧器24-3から低圧配電線24-4を見ると、図25（B）に示すように低域通過型のローパスフィルタ（LPF）に見え、図25（C）に示すように、受信信号RXは高域成分が大きく減衰する。このため、最悪の場合には高域成分は家屋内の通信端末に到着した時には雑音Nに埋もれてしまう場合がある。

【0006】一方、低域成分は、高域成分に比べて減衰はさほどではないが、スイッチング電源やインバータ機器を使用した家電機器などから、ランダムな雑音（白色雑音）が極めて多く放出され、低域の信号もやはり同図（C）に示すように大きな雑音Nに埋もれてしまい、そ

のため、電力線搬送による高速データ通信が実用化され、長年に亘りその解決策が求められていた。

【0007】

【従来の技術】このような解決策として、雑音に強いと言われるFM変調方式、FSK変調方式、PSK変調方式などが電力線搬送通信用のモデムの変調方式として採用されたが、電力線は雑音レベルが非常に大きいため、実用化されたものは1200bps以下の低速の限られたアプリケーションに留まった。

【0008】また、スペクトラム拡散方式による電力線搬送通信の実用化が図られたが、白色系雑音環境下でS/N値が図25（C）に示すようにマイナスの場合には伝送容量が急激に低下し、最大でも100kbps、最悪の場合は通信不能になるという状況であった。更に、マルチキャリア変調方式を採用したOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式を導入し、雑音の多いキャリア帯域を避けて通信するという技術の適用が試みられたりした。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、主な雑音源である家電機器内のスイッチング電源やインバータ機器は増加する傾向にあり、かつ、容量性負荷に伴う高域信号の減衰を回避することは益々困難になりつつある。そのため、低速通信であれば従来技術でも実現可能であるが、数Mbps程度のような高速の電力線搬送通信を実現することは不可能であった。

【0010】今後、家電機器のインバータ化やスイッチング電源使用による雑音は益々増大し、またその雑音防止のために容量性負荷も増大する傾向にある。このような環境下では、従来のように雑音を避けて通信するという対処では十分ではなく、むしろ、発生する雑音に能動的に対処し、該雑音をキャンセル（除去）することによって高速通信の実現を図る方が有効である。

【0011】図25（C）に示すようにS/N値がマイナスの状況にあっても、信号減衰の少ない低域の雑音成分をキャンセルし、埋もれている受信信号を再生することによって高速通信を実現する発明について、出願人は先に特願2000-359949号「雑音除去方法及び装置」として出願したが、この先願発明は、マクロ的に見ると有色系雑音になっている雑音に対し、その支配的な帯域の雑音成分を除去してS/N値をプラスに転じさせ、雑音に埋もれた受信信号を抽出しようとするものであり、キャンセルする雑音の帯域が一定の範囲に固定され、特に雑音分布が低域に集中している場合に有効なものであった。

【0012】しかし、家電機器のインバータ使用による雑音やAM放送波からの電波干渉等によるまばらな帯域の雑音により、広い帯域に分布する帯形スペクトラムの雑音が発生する場合がある。このような場合、雑音キャンセル帯域が一定の固定範囲のものだけをキャンセルし

たのでは、該雑音キャンセル帯域以外の雑音が除去されずに残るため S/N 値が悪くなり、受信エラーが多く発生することとなる。

【0013】そこで、本発明は、実際に発生している雑音の状況に合わせて、雑音キャンセル帯域を選択し、雑音の大きい周波数又は帯域に対して適応的に雑音キャンセルを行って S/N 値を改善し、より高速の通信を実現することができる雑音キャンセル方法及び装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の雑音キャンセル方法は、(1)時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信するステップと、該受信信号の特定信号から雑音成分を抽出するステップと、受信信号の無信号区間から雑音分布を識別するステップと、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測するステップと、該予測した雑音を受信信号から除去して送信された元の信号を再生するステップと、を備えたことを特徴とする。

【0015】また、(2)時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信するステップと、該受信信号の特定信号から雑音成分を抽出し、データ信号点の雑音を補間予測し、該補間予測した雑音を受信信号から除去して低域雑音を除去するステップと、受信信号の無信号区間から雑音分布を識別し、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測し、該予測した雑音を受信信号から除去して高域雑音を除去するステップと、を備えたことを特徴とする。

【0016】また、(3)受信側において、時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信するステップと、無信号区間の受信信号から雑音分布を調査するステップと、該雑音分布を送信側に送信するステップと、送信側において、受信側から通知された雑音分布に基づいて、雑音の大きい帯域のチャンネルが特定帯域に集まるようにチャンネルの入替えを行うステップと、該チャンネル入替えを行った信号を受信側に送信するステップと、該受信側において、送信側で行われたチャンネル入替えを元に戻すステップと、該チャンネルの並びを元に戻した受信信号の特定信号から特定帯域の雑音成分を抽出するステップと、データ信号点の雑音を補間予測するステップと、該補間予測した雑音を受信信号から除去して特定帯域の雑音を除去するステップと、を備えたことを特徴とする。

【0017】また、(4)前記特定信号を振幅がゼロであるゼロ点信号とし、該ゼロ点信号は送信データ信号に

定期的に挿入されたものであることを特徴とする。

【0018】また、本発明の雑音キャンセル装置は、

(5)時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信する手段と、該受信信号の特定信号から雑音成分を抽出する手段と、受信信号の無信号区間から雑音分布を識別する手段と、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測する手段と、該予測した雑音を受信信号から除去して送信された元の信号を再生する手段と、を備えたことを特徴とする。

【0019】また、(6)時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信する手段と、該受信信号の特定信号から雑音成分を抽出し、データ信号点の雑音を補間予測し、該補間予測した雑音を受信信号から除去して特定帯域の雑音を除去する手段と、前記受信信号の特定信号から雑音成分を抽出し、受信信号の無信号区間から雑音分布を識別し、特定信号の挿入により生成される対となる周波数の雑音成分同士の大きい周波数帯域を抽出して雑音を予測し、該予測した雑音を受信信号から除去して前記特定帯域外の雑音を除去する手段と、を備えたことを特徴とする。

【0020】また、(7)受信側において、時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含み、かつ周期的に信号を送信しない無信号区間を有する信号を受信する手段と、無信号区間の受信信号から雑音分布を調査する手段と、該雑音分布を送信側に通知する手段と、送信側において、受信側から通知された雑音分布に基づいて、雑音の大きい帯域のチャンネルが特定帯域に集まるようにチャンネルの入替えを行う手段と、該チャンネル入替えを行った信号を受信側に送信する手段と、該受信側において、送信側で行われたチャンネル入替えを元に戻す手段と、該チャンネルの並びを元に戻した受信信号の特定信号から特定帯域の雑音成分を抽出する手段と、データ信号点の雑音を補間予測する手段と、該補間予測した雑音を受信信号から除去して雑音レベルの高い雑音を除去する手段と、を備えたことを特徴とする。

【0021】また、(8)前記特定信号を振幅がゼロであるゼロ点信号とし、該ゼロ点信号は送信データ信号に定期的に挿入されたものであることを特徴とする。また、(9)前記雑音分布を識別する手段を、無信号区間の受信信号を高速フーリエ変換する手段を用いて構成したことを特徴とする。また、(10)前記雑音分布を識別する手段を、無信号区間の受信信号を各周波数帯域毎に復調する手段と低域通過フィルタを用いて構成したことを特徴とする。

【0022】

【発明の実施の形態】本発明の実施形態の説明の前に、先の出願に係る雑音キャンセル帯域が固定範囲である雑

音除去の発明の概要について説明する。図26の(A)に示すように、雑音レベルが高い低域部分(雑音成分N1、信号成分S1)をカットして高域部分のみを使用してデータ伝送してもS/N値はマイナスのままである。

【0023】しかし、図26(A)に示す低域強調型の雑音のように、マクロ的に(全周波数帯域で)見ると有色彩雑音になっている雑音に対し、低域の支配的な雑音成分N1を除去することにより、図26(B)に示すように低域に埋もれた比較的高いレベルの受信信号Sを抽出し、S/N値をプラスに転じさせることができる。先の発明はこのような雑音キャンセルを行うため、時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号を含む受信信号から雑音成分を補間予測し、該雑音成分を受信信号から除去して送信された元の信号を再生しようとするものである。

【0024】図27は固定帯域の雑音をキャンセルする発明の送受信系統の構成を示す。同図の(A)は従来技術の送受信系統を示し、同図の(B)は先の発明の送受信系統を示す。図27(B)に示すように、送信側において、送信信号発生部27-1とナイキスト伝送路27-3との間に、予め挿入時間位置と振幅と位相とが特定された特定信号(以下、振幅がゼロである特定信号を用いるものとし、該特定信号を「ゼロ点信号」又は単に「ゼロ点」と総称する。)を挿入するゼロ点挿入部27-2を設ける。

【0025】一方、受信側において、ナイキスト伝送路27-3と受信信号再生部27-5との間に、雑音除去部27-4を設ける。雑音除去部27-4は、周波数シフト部27-4-1、間引き(DCM)部27-4-2、補間(IPL)部27-4-3、周波数逆シフト部27-4-4、減算部27-4-5により構成される。雑音除去部27-4は、所定の時間位置に挿入されたゼロ点信号を含む受信信号から、雑音成分を補間予測し、該雑音成分を受信信号から除去し、送信された元の信号を再生する。

【0026】まず、送信信号発生部27-1で発生された送信信号Sのシンボルレートは、図28(A)に示すように、例えば192kBであるとする。このような送信信号Sがゼロ点挿入部27-2に与えられると、ゼロ点挿入部27-2は、図28(B)に示すように、送信信号Sの間にゼロ点信号を挿入してナイキスト伝送路27-3へ送信する。この場合、ゼロ点信号を送信信号Sと同じ速度で送信すると、送信シンボルレートは384

$$B = Z [(-1)^n S(n)] = S(-z) \quad \cdots (2)$$

【0033】この場合の反転信号は、信号点における信号成分のみに対して行われるために $(-1)^n$ が係数となっている。そして、このような反転信号 $(-1)^n * S(n)$ と受信信号 $S(n)$ とを加算した後の信号 $t(n)$ のZ変換Cは、次式で与えられる。

$$C = Z [t(n)] = T(z) = (1/2) * [S(z) + S(-z)] \quad \cdots (3)$$

kBとなる。

【0027】受信側では図28(C)に示すように、送信信号S及びゼロ点信号にそれぞれ伝送路27-3上で雑音Nが重畳された信号を受信する。そこで、雑音除去部27-4では、雑音Nを含む受信信号 $(S+N)$ を除去し、ゼロ点における雑音Nのみを取り出し、図28(D)に示すように、各受信信号点の両側の雑音Nから、各受信信号点における雑音補間信号 N' を生成する。

【0028】そして、各受信信号 $(S+N)$ から雑音補間信号 N' を差し引くことにより、図28(E)に示すように、雑音Nが実質的にキャンセルされた信号成分Sのみから成る信号(送信信号に相当)を再生することができ。このような雑音除去部27-4の動作を以下に詳しく説明する。

【0029】まず、上述した送信信号Sは、図29(A)に示すように192kBの速度で伝送される。この場合のスペクトルをスカラー(横軸は周波数帯域とHz)で表したものを同図右側に示す。そして、このような送信信号Sに対して、図29(B)に示すようにゼロ点信号を挿入すると、挿入後の送信信号の周波数帯域は384kBとなる。この場合は、+192kHzを中心ニコビニースペクトルとなる。

【0030】このようにゼロ点信号が挿入された送信信号が受信側に送られたとき、受信信号は、図29(C)に示すように、送信信号S及びゼロ点信号それぞれに雑音成分Nが重畳されたものとなる。この場合のスペクトルも図29(B)に示した送信信号の場合と同様である。

【0031】このような受信信号が周波数シフト部27-4-1により周波数シフトされ、間引部27-4-2に送られたときの動作を図30に示す。受信信号のサンプル値 $S(n)$ とスペクトラムを図30(A)に示す。なお、図30の右側に示すスペクトラムは、ナイキスト伝送路で雑音が付加されるため、 $0 \sim f_s/2$ (f_s はサンプリング周波数)に分布することを示している。

【0032】この受信信号のサンプル値 $S(n)$ のZ変換Aは、次式で表わされる。 $A = S(z) = \sum S(n) z^{-n} \quad \cdots (1)$ このような受信信号 $S(n)$ の反転信号のZ変換Bは、次式で表わされる。

【0034】即ち、送信信号点における振幅はゼロになり、信号成分Sだけでなく該信号Sに重畳されていた雑音成分Nも一緒に除かれる形になる。ここで、信号 $t(n)$ は $t(1), t(3), \dots, = 0$ のため、次式で表わされる。

$$T(z) = \sum t(2n) * z^{-2n} \quad \cdots (4)$$

【0035】このようにして得られた図30(C)に示

す信号 $t(n)$ の信号点を間引いた後の信号 D は、次式で表わされる。

$$D = u(n) = T(z^{1/2}) \quad \text{…式(5)}$$

【0036】この場合、伝送速度は 192 k B に低下す

$$E = [S(z^{1/2}) + S(-z^{1/2})] / 2 \quad \text{…式(6)}$$

【0037】このようにして得られた間引信号 $u(n)$ は、図27に示した補間部27-43に与えられ、図31に示す動作を呈する。即ち、間引部27-42からの出力信号 $u(n)$ は、図31(A)に示すようなサンプル値とスペクトラムを有する雑音成分のみであり、この雑音成分にゼロ点を挿入した信号 $t(n)$ は、図31

(B)に示すようなサンプル値とスペクトラムを有し、その2変換Aは次式で示される。

$$A = (z) = \Sigma t(n) z^{-n} \quad \text{…式(7)}$$

【0038】ここで、 $t(1), t(3), \dots = 0$ であるため、

$$A = \Sigma t(2n) z^{-n} = u(n) z^{-2n} \quad \text{…式(8)}$$

となるので、次式が得られる。

$$T(z) = U(z^2) \quad \text{…式(9)}$$

【0039】この信号 $T(z)$ において、ゼロ点の両側の雑音成分 N でゼロ点を補間すると、図30(A)に示した受信信号 $S(n)$ と同一の伝送速度を有し、かつ雑音成分のみを有する信号が得られる。従って、受信信号 $S(n)$ から、この補間した信号を差し引くことにより、図29(B)に示すゼロ点が挿入された送信信号が得られることになる。なお、図29(A)に示す送信信号を得るためには、ゼロ点を間引けよ。

【0040】上述の説明は、送信信号がどのようにして受信側で再生されるかを示したが、図32は、雑音成分のみに着目し、雑音成分がどのように除去されるかを示している。即ち、送信信号が 192 k B ($\pm 96 \text{ k B}$) の伝送帯域を有するとき、この送信信号に対してゼロ点挿入を行うと、帯域が2倍になると共に、コピー成分が発生し、ナイキスト伝送路へ送出される。

【0041】そして、ナイキスト伝送路で $\pm 192 \text{ k H z}$ に互る雑音分布 a の雑音が送信信号に重畳される。この雑音分布 a は、特に左半分の $-192 \sim 0 \text{ k H z}$ の周波数帯域において雑音レベルが高くなっており、 $0 \sim +192 \text{ k H z}$ の間は、低い雑音レベルになっている。

【0042】この状態で、受信側雑音除去部27-4の周波数シフト部27-41によって $+96 \text{ k H z}$ だけシフトさせると、雑音分布 b のように、雑音成分A及びBは雑音分布 a に対して $+96 \text{ k H z}$ だけシフトした形になり、これに伴って、雑音分布 a における雑音成分Dは $-192 \text{ k H z} \sim -96 \text{ k H z}$ に折り返されることになる。これにより、補間予測したい雑音帯域が補間帯域にシフトされ、雑音をより効果的に除去することができるようになる。

【0043】この状態で間引部27-42において間引動作を行うと、周波数が半分になるため、雑音成分Aは

るので、図30(D)の右図に示すように、スペクトラムは折り返す形となる。最終的な信号 $E = U(z)$ は次式で与えられる。

$+96 \sim +192 \text{ k H z}$ に折り返され、雑音成分Bは $-192 \sim -96 \text{ k H z}$ に、雑音成分Cは $-96 \sim 0 \text{ k H z}$ に、そして雑音成分Dは $0 \sim +96 \text{ k H z}$ に折り返される形となる。なお、 $+96 \text{ k H z}$ のシフト量は一例にすぎず、折り返し成分が最小となる周波数が選定される。

【0044】そして補間部27-43においてゼロ点の補間を行い、且つ両端の雑音成分(A+C)及び(B+D)をフィルタ除去すると、雑音分布 d のように $-96 \sim +96 \text{ k H z}$ にだけ雑音成分(A+C)及び(B+D)が残ることになる。そして、この補間した雑音成分を、前述の周波数シフト方向と逆方向に、即ち -96 k H z だけシフトさせると、雑音分布 e のような $-192 \sim 0 \text{ k H z}$ にのみ雑音成分(A+C)及び(B+D)が残る。

【0045】従って、このような雑音成分を、雑音分布 a の雑音成分全体から減算部27-45で減算することにより、 $-192 \sim 0 \text{ k H z}$ における雑音成分A及びBが完全にキャンセルされた雑音分布 f が得られる。なお、雑音成分C及びDは残存することになるが、これらの雑音レベルは低いものであるので、ゼロ点/N値には大きな影響は及ぼさない。

【0046】このようにして雑音キャンセルされた受信信号は、実質的に送信信号に対応したのとして再生されることになる。なお、上述のように周波数シフトを行うのは、補間予測する帯域を、雑音の最も多い帯域(上述の例では低域)に設定し、折り返しとなる周波数帯域に関しては高域の雑音の少ない帯域を選択するためである。

【0047】なお、図28及び図29においては、信号点間にゼロ点を1個挿入する例を取り上げたが、図33においては、ゼロ点挿入の種々の変形例を示している。即ち、図33(A)の例は、3個の送信信号 S に1個の割合でゼロ点を挿入し、雑音予測帯域が 96 k H z の例を示している。

【0048】また、図33(B)の例は、2個の送信信号 S に1個の割合でゼロ点を挿入し、雑音予測帯域が 128 k H z の例を示し、同図(C)は、1個の送信信号 S に1個の割合でゼロ点を挿入し、雑音予測帯域が 192 k H z の例を示し、同図(D)の例は、1個の送信信号 S に2個の割合でゼロ点を挿入し、雑音予測帯域が 256 k H z の例を示し、同図(E)の例は、1個の送信信号 S に3個の割合でゼロ点を挿入し、雑音予測帯域が 288 k H z の例を示している。

【0049】図33の(D)及び(E)に示すように、

ゼロ点の挿入数を増加すると、より広帯域の雑音をキャンセルすることができる。その代わり、データ伝送の速度が低下することになるが、より劣悪な通信環境にも耐えることができ、雑音耐性を増大させることができる。

【0050】例えば、狭い帯域で通信を行う場合、符号間干渉が増大するため、雑音をキャンセルするが、信号自体も部分的にキャンセルされる。このような場合には、全体の速度を落とし、信号を減衰させることなく、雑音を効果的にキャンセルするべくシステムパラメータを最適化すればよい。更に、雑音除去部の前段に等化器を挿入すればよい。

【0051】また、このゼロ点の挿入個数に関し、受信側で信号品質を判定し、この判定結果に応じてその個数を決定し、送信側へ通知する構成とすることにより、適応的にゼロ点挿入個数を変化させることができる。また、例えば、PN系列（擬似ランダム系列）を用いて、送信側でゼロ点挿入を行ってもよい。これにより、受信側ではランダム雑音に対してPN系列により雑音を補間予測することができる。

【0052】PN系列の例としては、次のものが挙げられる。

・15チップ：111101011001000

・31チップ：1111100110100100001010111011000

この場合、画像圧縮方式で行われているようなミューズ方式のように、ゼロ点の挿入点を、時間軸をずらしながら順次挿入して行くことも可能である。その外にもゼロ点挿入の手法には種々あり、システムの特性に合わせて最適化を行えばよい。

【0053】図27に示した補間部27-43は図34に示すように、種々のフィルタ特性のものを用いて構成することができる。図34（A）に示すローパスフィルタは、補間予測帯域幅を伝送帯域幅とし、補間予測帯域幅外の折り返しはないが、フィルタをトランスバースルフィルタなどで構成した場合にはタップ数が多く、除去範囲が狭いという特性を有する。

【0054】また、図34（B）に示すCOS二乗フィルタは、補間予測帯域幅をナイキスト幅とし、タップ数が少なく、除去範囲も広いが、補間予測帯域幅外の折り返しが生ずる特性を有する。更に、同図（C）に示すCOSフィルタは、補間予測帯域幅はナイキスト幅とし、タップ数及び演算量が多く、補間予測帯域幅外の折り返しを生ずるという特性がある。

【0055】図35は、上述した雑音キャンセルを行うモデムの構成例を示す。同図（A）に示す構成において、スクランブラー（SCR・S/R）は、送信信号（SD）をスクランブル処理すると共にシリアル信号をパラレル信号に変換し、ベクトル和分回路（G/N・和分）に送出する。ベクトル和分回路（G/N・和分）は、このパラレル信号に対して、グレイバイナリコード（G）であった信号をナチュラルバイナリコード（N）に変換

し、更に、受信側で位相検出するために用いるベクトル差分回路（差分・N/G）に対応したベクトル和分演算を行った後、送信信号発生部27-1に送出する。

【0056】送信信号発生部27-1は、図28（A）及び図29（A）に示すような送信信号Sを送出する。この送信信号Sの間にはゼロ点挿入部27-2によりゼロ点信号が挿入された後、ローオフフィルタ（ROF1）により波形整形される。このローオフフィルタ（ROF1）の出力信号は、変調回路（MOD）によって変調され、更にD/A変換回路（D/A）によりデジタル信号からアナログ信号に変換された後、ローパスフィルタ（LPF）により電力線搬送波の周波数帯域（10kHz～450kHz）を含む低周波帯域の信号が抽出され、送信線路TX-lineに送出される。

【0057】送信線路TX-lineから送出された送信信号は、対向するモデムによって受信線路RX-lineを介して受信され、そのバンドパスフィルタ（BPF）により所定の周波数帯域成分（電力線搬送波モデムの場合は10～450kHz）のみが抽出され、A/D変換回路（A/D）によりデジタル信号に変換される。

【0058】このデジタル表記されたアナログ信号は、復調回路（DEM）によりベースバンドの信号に復調され、ローオフフィルタ（ROF2）により波形整形される。そして、このローオフフィルタ（ROF2）の出力信号は、タイミング（TIM）抽出部に送出され、タイミング（TIM）抽出部の出力信号は、VCCO（Voltage Controlled Crystal Oscillator：電圧制御水晶発振）型位相ロックループ回路（PLL・VCCO）に送出され、VCCO型位相ロックループ回路（PLL・VCCO）からゼロ点の位相が抽出され、該ゼロ点の位相信号はA/D変換器（A/D）へのサンプリングタイミング信号として与えられ、また、受信部のクロック（RX-CLK）分配部へ与えられる。

【0059】受信部のローオフフィルタ（ROF2）からの出力信号は、雑音除去部27-4により伝送路の雑音成分が除去された後、等化器（EQ L）により符号間干渉が取り除かれ、自動キャリビタリ制御（CAP C）により位相合わせが行われ、更に判定回路（DEC）により受信信号の信号判定が行われ、その判定結果がベクトル差分回路（差分・N/G）に出力される。

【0060】ベクトル差分回路（差分・N/G）は、ナチュラルバイナリコード（N）で送信部のベクトル和分回路（G/N・和分）と反対のベクトル差分演算を行った後、グレイバイナリコード（G）に戻してデスクランブラ（P/S・DSCR）に送出する。デスクランブラ（P/S・DSCR）は、このパラレルグレイコードをシリアル信号に変換してデスクランブル処理し、受信信号（RD）として出力する。

【0061】また、送信部において、送信クロック分配回路（TX-CLK）は、送信クロックをゼロ点挿入部

27-2、D/A変換器(D/A)及びその他の各部へ分配する。また、受信部において、受信クロック分配回路(RX-CLK)は、VCO型位相ロックループ回路(PLL-VCO)から抽出されたゼロ点位相信号を通過させているだけであり、このゼロ点位相信号は単なるシンボルタイミング信号である。また、図中に点線枠で囲んだ部分が透過伝送路としてのナイキスト伝送路27-3に相当する。このナイキスト伝送路27-3は、同図(B)に示すように、信号点の間隔がナイキスト間隔(1/384k B)以上の信号をトランスパレントに伝送するものである。

【0062】なお、受信クロック分配回路(RX-CLK)は、VCO型位相ロックループ回路(PLL-VCO)から抽出されたゼロ点位相信号を通過させているだけであり、このゼロ点位相信号は単なるシンボルタイミング信号である。また、図中に点線枠で囲んだ部分が透過伝送路としてのナイキスト伝送路27-3に相当する。このナイキスト伝送路27-3は、同図(B)に示すように、信号点の間隔がナイキスト間隔(1/384k B)以上の信号をトランスパレントに伝送するものである。

【0063】以上が固定帯域(低域)の雑音をキャンセルする先発明の説明であるが、前述したようにインパルタが組み込まれた家電機器等の使用により、楕円スペクトラムの雑音が広い帯域に亘って発生する場があり、このような場合、図36の(A)に示すように低域の雑音キャンセル行っても、図36の(B)に示すようにキャンセル帯域外の雑音が残るため、S/N値が良くならず、信号エラーが発生する場がある。

【0064】そこで、図1の(A)に示すように、雑音キャンセル帯域を実際の受信信号の雑音状態に合わせて選択し、雑音成分の大きい周波数帯域を識別し、その周波数帯域に対して雑音キャンセルを行うことにより、同図(B)に示すように、レベルの大きい雑音を除去し、雑音キャンセル前にマイナスだったS/N値を雑音キャンセル後にプラスに転じ、例えば、MHZ領域の広帯域伝送時にAM放送波等によるまばらな帯域の雑音等に対して効果的に雑音をキャンセルし、高速伝送を実現することができる。

【0065】図2に本発明の雑音分布識別を行う雑音キャンセルの機能ブロックを示す。送信側はゼロ点挿入部27-2により、前述の固定帯域の雑音キャンセルを行う場合と同様にゼロ点挿入を行う。ゼロ点挿入された送信信号はナイキスト伝送路27-3で雑音が重畳される。

【0066】ナイキスト伝送路27-3を経由した受信信号は、受信側の雑音キャンセル部2-1において、雑音分布識別部2-11により雑音分布を識別し、送信側のゼロ点挿入によってコピーされた対となる周波数成分の信号同士の電力(PWR)を対周波数雑音電力比較部2-12により比較し、その比較結果により雑音の大きい帯域を判別する。

【0067】そして、同引き部2-13により雑音成分のみを抽出し、ゼロ点挿入部2-14により雑音成分の信号間にゼロ点を挿入して周波数帯域を元の周波数帯域

に戻し、雑音予測部2-15において、対周波数雑音電力比較部2-12により判別された雑音の大きい方の帯域を選択して除去対象の予測雑音を生成し、減算部2-16により該予測雑音を受信信号から差し引いて雑音キャンセルを行う。

【0068】受信側における雑音分布識別のために、周期的に信号を送信しない無信号(NT E: NoTransmission Energy)区間を伝送フレームに設ける。図3に該無信号(NT E)区間を含む伝送フレーム構成を示す。伝送フレームは、例えば4、8kHz単位のサブフレームを64個集めて1マスタフレームを構成する。64個のサブフレームのうち、1個のサブフレームは無信号(NT E)とし、雑音のみの区間用として割当ててこの無信号(NT E)区間を用いてマスタフレーム同期及び雑音分布調査を行う。

【0069】図4は本発明におけるマスタフレーム同期の機能ブロック図である。同機能ブロックにおいて、パワー算出部4-1は受信信号(x+jy)のパワーをスカラー値に変換し、帯域通過フィルタ4-2はマスタフレームの周波数75Hz(=4、8kHz/64)の成分を抽出する。この帯域通過フィルタ4-2は公知の2次帯域通過フィルタ等を用いることができる。

【0070】帯域通過フィルタ4-2からの75Hz出力信号を、ベクトル化部4-3により90度位相の異なる直交出力信号X、Yとしてベクトル化し、AGC回路4-4により出力レベルが一定となるように調整し、位相差検出部4-5により該75Hzの受信クロックと基準位相とを比較し、その位相差を遅延バッファ4-6に通知し、受信信号を格納した該遅延バッファ4-6の取り出しポイントを、該位相差だけ移動させることにより、基準位相に同期した受信信号を出力する。

【0071】図5は本発明における雑音分布識別の機能ブロック図である。同機能ブロックにおいて、マスタフレームと基準位相とを同期させた後の無信号区間(NT Eサブフレーム)の受信信号を、雑音分布検出部5-10内の高速フーリエ変換(FFT)部5-11に入力し、高速フーリエ変換(FFT)部5-11は、その受信信号成分を、後述する受信データ信号に対して行う高速フーリエ変換と同様の周波数帯域に分割して出力する。このとき、高速フーリエ変換(FFT)部5-11からは、送信側でのゼロ点挿入によって生成されるコピー成分も出力される。

【0072】無信号区間(NT Eサブフレーム)の受信信号には、伝送路での雑音の各周波数帯域の成分が含まれ、該雑音の各周波数成分の電力値を二乗算出部5-12により算出し、該電力値を電力(PWR)比較部5-20における積分器5-21により積分する。その各周波数帯域の各電力値を、コピー関係として対となる周波数帯域同士で減算器5-22により大小比較し、該比較結果により得られる符号を判定部5-23により判定し

て、大小比較結果を“1”又は“0”の値として出力する。

【0073】図6は本発明の雑音分布識別の動作例を示す。同図の(a)は、図5に示す雑音分布検出部5-10から出力される6kHz間隔の雑音電力の分布を示し、同図の(b)は、図5に示す電力(PWR)比較部5-20におけるコピー関係となる周波数成分、即ち f_0 と f'_0 、 f_1 と f'_1 、…、 f_{31} と f'_{31} の電力値同士の比較判定例を示す。該比較判定は、電力値の大きい方を“1”、小さい方を“0”として判定結果を出力する。等しい場合は低域側を“1”、高域側を“0”として出力する。

【0074】図7は本発明の雑音予測の機能ブロックを示す。同機能ブロックにおいて、マスタフレームと基準位相とが同期した受信信号($x+iy$)は、雑音抽出部7-10に入力され、雑音抽出部7-10は、間引き部7-11によりデータ信号を間引いて雑音成分のみを抽出し、その後、間引きによる周波数帯域変動を元に戻すために、ゼロ点挿入部7-12によりデータ信号点にゼロ点を挿入した雑音のみの信号(b)を生成出力する。

【0075】受信信号から抽出した雑音のみの信号(b)を、雑音予測部7-20における高速フーリエ変換(FFT)部7-21により各周波数帯域毎の成分(c)に分離し、各周波数帯域毎の成分を選択(SEL)部7-22に出力する。選択(SEL)部7-22は、前述の雑音分布識別部により識別された、対関係の周波数成分の大小比較結果を示す“1”又は“0”の値に応じて、“1”の場合は当該周波数の成分値を選択して出力し、“0”の場合はゼロ値を選択して出力する。即ち、キャンセルする雑音の帯域を、対になる2つの周波数同士の大きい方から選択して出力する。なお、ゼロ点信号をデータ信号に対して1対1の比率で伝送した場合には2つの周波数同士で比較するが、ゼロ点信号を1対3の比率で伝送したときには、対となる周波数が4つとなるため、この周波数のうちの3つをキャンセルする。

【0076】選択(SEL)部7-22から出力されるキャンセル対象の雑音の周波数成分(d)は、逆高速フーリエ変換(IFFT)部7-23に入力され、逆高速フーリエ変換(IFFT)部7-23は、該周波数軸上の雑音を時間軸上の雑音に戻し、雑音予測信号(e)を生成出力する。該雑音予測信号(e)を、遅延バッファ7-3によりタイミング調整した最初の受信信号から減算器7-4により差し引き、これによって雑音をキャンセルする。

【0077】図8は本発明の雑音予測部における雑音抽出部の機能ブロックを示す。受信信号は、後述するタイミング(TIM)抽出部から出力されるゼロ点タイミング信号によってオンオフ制御される間引き用のスイッチングゲート8-1により、データ信号成分が間引かれ、

雑音成分のみが出力される。次に、この雑音成分はインターポレーションフィルタ等によるゼロ点挿入部8-2に入力され、補間予測したゼロ点を挿入して出力される。

【0078】図9は本発明の雑音予測による雑音キャンセルの動作例を示す。同図は図7に示した各機能ブロックに入出力される信号の一例を示し、(a)の左半分は受信信号に含まれる雑音Nとデータ信号Sの時系列を示し、右半分はその周波数成分を示している。

【0079】同図の(b)は、雑音抽出部7-10によりデータ信号Sの間引きゼロ点挿入して抽出した雑音成分Nを示し、同図の(c)は該抽出された雑音Nの高速フーリエ変換(FFT)による周波数成分を表し、同図の(d)は対となるコピー周波数成分の大小比較を行った雑音予測した雑音の周波数成分を表し、同図の(e)は雑音予測により得られた雑音(d)を該受信信号(a)から減算して雑音キャンセルした後のデータ信号Sを周波数軸上に表している。

【0080】図10は図35に示したタイミング(TIM)抽出部及びVCXO型位相ロックループ回路(PLL・VCXO)の機能ブロックを示す。タイミング(TIM)抽出部は、パワー演算回路(PWR)10-1とバンドパスフィルタ(BPF)10-2とベクトル化回路10-3とによって構成される。

【0081】VCXO型位相ロックループ回路(PLL・VCXO)は、比較部10-4とローパスフィルタ(LPF)10-5と二次PLL回路10-6とデジタル/アナログ(D/A)変換回路10-7と電圧制御水晶発振(VCXO)回路10-8と分周器10-9とによって構成される。

【0082】受信部のロールオフフィルタ(ROF2)から出力されたベクトル信号は、パワー演算回路(PWR)10-1で二乗演算されパワー値が算出される。送信側は定期的にゼロ点を送信しているため、この区間のエネルギーはゼロであり、ゼロ点の挿入度合いに応じたパワースペクトラムが抽出される。

【0083】このようにして得たパワー値を、192kHzを中心周波数とするバンドパスフィルタ(BPF)10-2に通すことにより、所望のゼロ点信号情報を抽出し、このゼロ点信号情報をベクトル化回路10-3に送出する。ベクトル化回路10-3は、入力信号を90度位相の異なった信号で合成することによりベクトル化し、タイミング位相情報としてVCXO型位相ロックループ回路(PLL・VCXO)に出力する。

【0084】VCXO型位相ロックループ回路(PLL・VCXO)においては、まず比較部10-4でベクトル化回路10-3からのタイミング位相情報と基準点の位相とを比較し、その位相差を示す信号を、ローパスフィルタ(LPF)10-5を通して低域成分のみとし、二つの積分器で構成した二次PLL回路10-6を通し

た後、デジタル/アナログ (D/A) 変換回路 10-7 によりアナログ化した信号により電圧制御水晶発振 (VCXO) 回路 10-8 の発振制御電圧を制御する。

【0085】電圧制御水晶発振 (VCXO) 回路 10-8 の出力を分周器 10-9 により分周した後、該分周信号を比較部 10-4 へフィードバックすることにより、電圧制御水晶発振 (VCXO) 回路 10-8 の位相基準点とタイミング位相情報とが常時比較され、これにより、ベクトル化回路 10-3 からのタイミング位相情報と基準点との位相差が無くなるよう、電圧制御水晶発振 (VCXO) 回路 10-8 の発振制御電圧を制御し、同期確立されたゼロ点信号が抽出され、相手局と周波数同期も可能となる。

【0086】図 11 は本発明の雑音予測の他の実施形態を示す。この実施形態は、図 7 に示した高速フーリエ変換とその逆変換を行う雑音予測の実施形態に代えて、各周波数成分毎に復調と変調を行、同様の処理を実現するようにしたものである。復調部 11-1 において、雑音抽出部からの出力信号を、各帯域の中心周波数 $f_0 \sim f_1$ 3 で復調し、ローパスフィルタ (LPF) を通すことにより、ベースバンドにシフトした各帯域の成分を抽出する。

【0087】選択部 (SEL) 11-2 と同様、図 7 に示した選択部 (SEL) 7-22 と同様、対関係の周波数成分の大小比較判定出力を基に大きい雑音を選択し、その選択出力は、変調部 11-3 により各帯域の中心周波数 $f_0 \sim f_1$ 3 で変調して元の周波数に戻し、各成分を合成することにより、雑音予測出力を得ることができる。

【0088】図 12 は前述の雑音予測の二つの実施形態の 1 つの周波数成分についてのスペクトルの比較を示す。同図 (A) に示す高速フーリエ変換 (FFT) を行う実施形態の場合は、サイドローブの減衰が 17 dB しか得られず、隣接帯域への漏れが大きく、正確な雑音予測出力が得られない虞がある。一方、同図 (B) に示すローパスフィルタ (LPF) を通す実施形態では、例えば 100% COS² ロールオフフィルタを使用したとすると、43 dB 程度のサイドローブの減衰が簡単に得られるため、極めて正確な雑音予測出力が得られるようになる。

【0089】図 13 は本発明の低域雑音除去及び雑音分布識別雑音除去を行う機能ブロック図である。この実施形態は、低域雑音除去部 13-10 と高域雑音除去部 13-20 とを備え、低域雑音除去部 13-10 は、雑音レベルが大きい低域側の雑音については、図 27 に示した先発明の雑音除去部 27-4 と同様の構成により、低域雑音の除去を行う。

【0090】低域雑音除去部 13-10 の周波数シフト・間引き部 13-11 は、図 27 の周波数シフト部 27-4 1 及び間引き (DCM) 部 27-4 2 に相当し、同

じく補間 (IPL) ・周波数シフト部 13-12 は、図 27 の補間 (IPL) 部 27-4 3 及び周波数逆シフト部 27-4 4 に相当する。また、低域雑音除去部 13-13 は、図 27 の減算部 27-4 5 に相当する。

【0091】高域雑音除去部 13-20 は、低域雑音除去部 13-10 で除去される雑音より高い周波数の雑音に対して、前述の図 2 等にした雑音分布識別による雑音除去を行う。高域雑音除去部 13-20 内の各機能ブロックは、図 2 に示した機能ブロックと同様であるので同一機能ブロックに同一符号を付し、重複した説明は省略する。

【0092】図 13 に示す構成により、雑音分布識別の精度が劣化することがなくなり、全帯域の雑音除去に精度よく行うことができるようになる。特に、電力線搬送では雑音は低域側で支配的であり、低域雑音が大きい場合、図 14 の (A) に示すように高速フーリエ変換 (FFT) 出力のサイドローブも大きいため、同図 (B) に示すように雑音分布が近接している場合、サイドローブが隣接する帯域へ与える干渉が大きくなり、該干渉を受ける低域側の雑音分布識別の精度が劣化する。しかし、図 13 に示す構成のように、低域雑音除去を行ってから雑音分布識別を行うことにより、雑音分布識別の精度劣化を防ぐことができる。

【0093】図 15 は、本発明の雑音分布識別による雑音キャンセルの結果の事例を示す。同図の (A) は、248 kHz のトーン雑音により 248 kHz の点で S/N 値が 0 dB となり、雑音キャンセラを行わなかった場合のアイ劣化程度を示し、4 つの周波数帯域でのアイ劣化程度を順番に右側に示している。

【0094】OFDM 方式はトーン雑音に強いと言われるが、それは、電話回線や無線回線のようにトーン雑音に対する S/N 値が十分に確保されている場合である。図 15 の (A) に示すように、 $S/N=0$ dB 程度であれば、該当帯域のチャネルのみのアイ劣化となり、他チャネルへの影響は少ない。

【0095】同図の (B) は、248 kHz のトーン雑音点の S/N 値が -10 dB で雑音キャンセラを行わなかった場合を示し、トーン雑音の周波数に該当するチャネル以外の隣接チャネルでもアイ劣化を生じる。但し、トーン雑音の周波数から離れるに従い、アイ劣化の程度は小さくなる。

【0096】同図の (C) は、248 kHz のトーン雑音点の S/N 値が -20 dB で雑音キャンセラを行わなかった場合を示し、ほぼ全チャネルに亘り 100 パーセントを超えるアイ劣化を生じている。この状態では殆ど実用上の通信が不可である。

【0097】これは、一般の OFDM 方式では、チャネル分離に高速フーリエ変換 (FFT) を用いており、高速フーリエ変換 (FFT) そのものが $\sin x/x$ で減少していくブロードなフィルタのため、たとえ周波数が

異なっている、隣接チャネルの干渉を十分に除去することができないためである。このため、電力線のように雑音の多い環境下では通信が困難となる。

【0098】同図(D)は、152 kHzのトーン雑音点の S/N 値が-20 dBで雑音キャンセラを行った場合を示し、全チャネルが劣化する S/N =-20 dBの場合でも雑音キャンセラにより、全てのチャネル互ってアイ劣化はなく、大きな効果が得られることが分かる。

【0099】図16は、雑音分布に応じてチャネル並べ替えを行う実施形態を示す。送信する送信側へ通知するに依りシステム制御の例を示す。送信部16-1から全二重伝送路16-2を介して信号を受信した受信部16-3は、前述の雑音分布調査手段16-4により、受信信号から雑音分布を調査し、雑音分布通知手段16-5により送信部16-6を介して送信相手局へ通知する。

【0100】送信相手局側は、受信部16-7を介して雑音分布受信手段16-8により、受信側での雑音分布状態を認識し、コピー割当て変更部16-9において、相手局受信側でチャネルの並びを元に戻したときに、伝送路上で分散した雑音が低域に集中するようにチャネルの並びを入れ替えて、該チャネル入れ替を行った信号を送信部16-1から送信する。

【0101】チャネル入れ替を行った信号を受信した受信側では、チャネルの並びを元に戻すチャネル入れ替を行うことにより、分散していた雑音を低域側に集め、先の高域の低域雑音キャンセルを行うことにより、高域側のまばらな帯域に大きな雑音が存在しても、効果的に雑音キャンセルを行うことができる。

【0102】図17はゼロ点挿入の他の実施形態を示す。前述の図27等にて示す先発明のゼロ点挿入部は、図17(A)に示すように、各チャネルの信号点発生後に、時間軸上で信号間にゼロ点を挿入するものであった。例えば、192 kHzの信号の間にゼロ点を挿入して384 kHzの信号とする場合、これは周波数上では192 kHzの帯域の信号が隣にコピーされて384 kHz帯域の信号が作成されたことになる。

【0103】従って、同じ信号を作成する方法として、図17(B)に示すように、送信信号点発生部17-1から各チャネルの信号点が発生した後に、チャネルコピー部17-2により全チャネルの信号点を隣り帯域にコピーして2倍のチャネル数にし、逆高速フーリエ変換(IFFT)部17-3により周波数軸上の信号を時間軸上の信号に変換してナイキスト伝送路27-3に送出するように構成することができる。

【0104】図18は本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えを行う送信側の構成を示す図である。送信信号点発生部18-1から出力される送信信号を、低域雑音のキャンセルのため、チャネルコピー部18-2によりチャネルコピーを行う。更に、受信相手局側から通知

された雑音分布識別結果に基づいて、チャネル入れ替部18-3によりチャネルを並び替え、相手局受信側で元に戻したときに、伝送路上での分散した雑音が低域に集中するようにチャネルを入れ替えて、逆高速フーリエ変換(FFT)部18-4で時間軸上の信号に変換してナイキスト伝送路27-3へ送信する。

【0105】図19は本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えを行う受信側の構成を示す。まず、ナイキスト伝送路27-3から受信した信号を、第1の低域雑音除去部19-1により低域側の雑音除去する。この第1の低域雑音除去部19-1は図13等に示した低域雑音除去部13-10と同様のものである。

【0106】その後、チャネル入れ替部19-2において、高速フーリエ変換(FFT)部19-2から出力される各チャネルの成分を、チャネル戻し部19-2によりチャネルの並び順を元の順に戻し、これにより伝送路上での分散した雑音が低域に集中するように並べ替えられる。

【0107】そして、逆高速フーリエ変換部(FFT)19-23により時系列信号に変換し、第2の低域雑音除去部19-3に出力する。なお、このとき、同時に雑音分布識別部19-24により雑音分布を識別し、該雑音分布を相手局に通知する。

【0108】第2の低域雑音除去部19-3は、図13等に示した低域雑音除去部13-10と同様の構成を備え、チャネル入れ替により低域側に集められた雑音を、前述したようにキャンセルすることにより、高域側のまばらな帯域の大きな雑音でも効果的にキャンセルすることができることになる。

【0109】図20～図22に本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えの動作例を示す。図20は受信側において雑音分布識別により検出された雑音分布の例を示す。受信側では無信号区間(NTFフレーム)から雑音分布を調査し、各周波数帯域毎に雑音が一定値以上かどうかを“1”“0”で表し、相手局に通知する。同図は、F5, F14, F'5, F'13の帯域で雑音が所定値以上である例を示している。なお、この雑音分布識別(a)は、図19の雑音分布識別部19-24出力(a)に対応する。

【0110】図21は送信側におけるチャネル入れ替の例を示す。送信側では、最初に低域雑音キャンセルを行うためのチャネルコピーを行う。この動作例はゼロ点を3個おきに挿入して伝送する例であり、図のf0～f15の16チャネルを図のf'0～f'15のチャネルにコピーする。

【0111】そして、相手局側から通知された雑音分布識別結果に基づき、“1”(雑音有り)と表示されたチャネルを、F0チャネル以降の“0”(雑音無し)のチャネルと順次入れ替える。即ち、この動作例では、F5, F14, F'5, F'13のチャネルをそれぞれF0,

F1, F2, F3のチャネルと入替える。このときF0～F15とF'0～F'15のチャネルが、受信側で元に戻したときにコピー関係になるように配置する。なお、このチャネル入れ替え後の信号は、図18のチャネル入替え部18-3の出力(b)に対応する。

【0112】図22は受信側の受信信号雑音分布及びチャネル戻し替え後の雑音分布を示す。最初にf0～f15のチャネルに対して低域雑音キャンセルが行われ、高速フーリエ変換(FFT)後に、図2(b')に示すように元々F0, F1, F2, F3のチャネルであるチャネルに伝送路の雑音が見れるが、それらのチャネルを雑音分布識別結果に基づいて元に戻し入替えを行うと、図2(c)に示す雑音分布となる。

【0113】チャネルを元に戻した後、F0～F15とF'0～F'15のチャネルはコピー関係になるため、前述の低域雑音除去を行うことにより、分散した雑音が除去されることになる。なお、図2(b')の信号は、図19の高速フーリエ変換(FFT)部19-2の出力(b')に対応し、図22の(c)の信号は、図19のチャネル戻し部19-2の出力(c)に対応する。

【0114】これまで、送信側と受信側とが1対1の送受信システムに本発明を適用した実施形態について説明したが、本発明はこのような実施形態に留まらず、図23に示すように、1台の親モデム23-1に対してn個の子モデム23-2～23-2nが接続された1対n分岐接続の送受信システムにも同様に適用可能である。

【0115】特に、親モデム23-1として、柱上変圧器内のモデム1、n個の子モデム23-2～23-2nとして各家屋内モデムとした場合、AM放送波などによる雑音分布は、各子モデム23-2～23-2nにおいて共通であり、親モデム23-1は、各子モデム23-2～23-2nに対して、チャネルの入れ替え等を共通に行って分散雑音をキャンセルすることができる。

【0116】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、受信信号の無信号区間から雑音分布を識別し、該雑音分布識別を基に雑音を予測し、該予測した雑音を受信信号から除去して信号を再生することにより、実際に発生しているまばらな帯域の雑音状況に合わせて、雑音キャンセル帯域を選択し、雑音の大きい帯域に対して適応的に雑音キャンセルを行ってS/N値を改善し、より高速の通信を実現することができる。

【0117】また、低域雑音除去と雑音分布識別による雑音除去とを組み合わせることにより、雑音分布識別の精度が向上し、それによって全体の雑音除去の精度を向上させることができる。

【0118】また、受信側で識別した雑音分布を送信側に通知し、送信側では該雑音分布に応じてチャネルを入

替え、受信側で該入替えを元に戻すことによって低域側に雑音が集中するようにチャネルを配置し、受信側で低域雑音除去を行うことにより、高域側にまばらに発生する雑音を効率的にキャンセルすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の雑音分布識別による雑音キャンセルの原理説明図である。

【図2】本発明の雑音分布識別を行う雑音キャンセルの機能ブロック図である。

【図3】本発明の無信号(NTF)区間を含む伝送フレーム構成を示す図である。

【図4】本発明におけるマスタフレーム同期の機能ブロック図である。

【図5】本発明における雑音分布識別の機能ブロック図である。

【図6】本発明の雑音分布識別の動作例を示す図である。

【図7】本発明の雑音予測の機能ブロック図である。

【図8】本発明の雑音予測部における雑音抽出部の機能ブロック図である。

【図9】本発明の雑音予測による雑音キャンセルの動作例を示す図である。

【図10】タイミング抽出部及びVCO型位相ロックループ回路の機能ブロック図である。

【図11】本発明の雑音予測の他の実施形態を示す図である。

【図12】本発明の雑音予測の二つの実施形態のスペクトルの比較を示す図である。

【図13】本発明の低域雑音除去と雑音分布識別雑音除去を行う機能ブロック図である。

【図14】高速フーリエ変換(FFT)出力のサイドローブとその干渉を受ける雑音分布を示す図である。

【図15】本発明の雑音分布識別による雑音キャンセルの結果の実例を示す図である。

【図16】本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えを行う実施形態を示す図である。

【図17】本発明のゼロ点挿入の他の実施形態を示す図である。

【図18】本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えを行う送信側の構成を示す図である。

【図19】本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えを行う受信側の構成を示す図である。

【図20】本発明の雑音分布に応じたチャネル並べ替えの動作例を示す図である。

【図21】本発明の送信側でのチャネル入替えの例を示す図である。

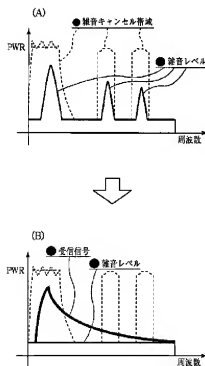
【図22】本発明の受信信号雑音分布及びチャネル戻し替え後の雑音分布を示す図である。

【図23】本発明を適用可能な1対n分岐接続の送受信システムを示す図である。

【図 2 4】 電力線系統の構成を示す図である。
 【図 2 5】 電力線系統の伝送特性を示す図である。
 【図 2 6】 低域の雑音キャンセルの原理説明図である。
 【図 2 7】 固定帯域の雑音をキャンセルする送受信系統の構成図である。
 【図 2 8】 雑音キャンセルの動作における送信信号と雑音の時系列を示す図である。
 【図 2 9】 送信信号、ゼロ点信号、雑音及びそれらのスペクトルを示す図である。
 【図 3 0】 雑音除去部における間引き動作を示す図である。
 【図 3 1】 雑音除去部における補間動作を示す図である。
 【図 3 2】 雑音成分のみに着目した雑音除去動作を示す図である。
 【図 3 3】 ゼロ点挿入の変形例を示す図である。
 【図 3 4】 補間フィルタの特性を示す図である。

【図 1】

本発明の雑音分布識別による雑音キャンセルの原理説明図



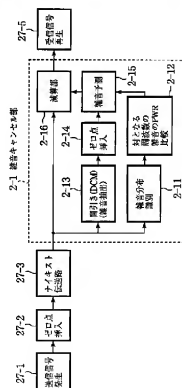
【図 3 5】 雑音キャンセルを行うモデムの構成例を示す図である。
 【図 3 6】 雑音スペクトラムの雑音が広い帯域に亘って発生した例を示す図である。

【符号の説明】

- 2-1 雑音キャンセル部
- 2-1-1 雑音分布識別部
- 2-1-2 対周波数雑音電力比較部
- 2-1-3 間引き部
- 2-1-4 ゼロ点挿入部
- 2-1-5 雑音予測部
- 2-1-6 減算部
- 2-7-1 送信信号発生部
- 2-7-2 ゼロ点挿入部
- 2-7-3 ナイキスト伝送路
- 2-7-5 受信信号再生部

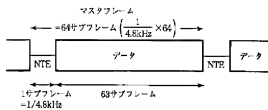
【図 2】

本発明の雑音分布識別を行う雑音キャンセルの機能ブロック



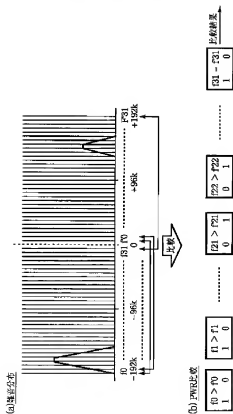
【図3】

本発明の無信号(NTE)区間を含む伝送フレーム構成



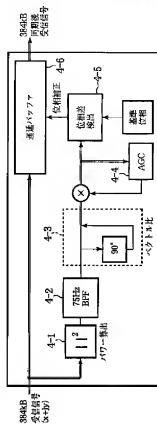
【图6】

本発明の雑音分布識別の動作例

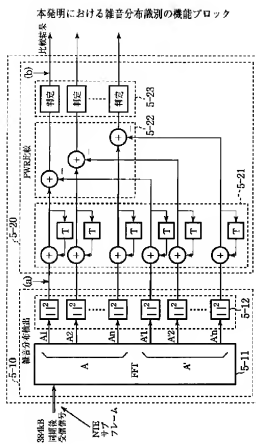


【図4】

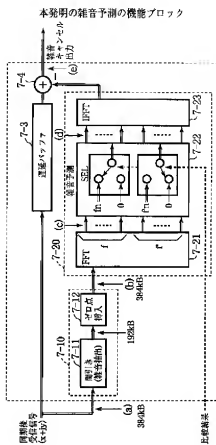
本発明におけるマスタフレーム同期の機能ブロック



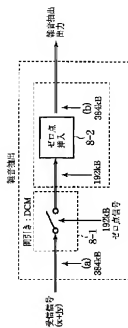
【図5】



【図7】

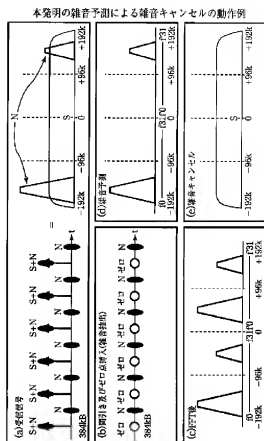


【圖8】



本発明の雑音予測部における雑音推定部の機能ブロック

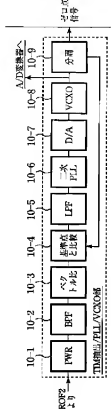
【図9】



本発明の雑音予測による雑音キャンセルの動作例

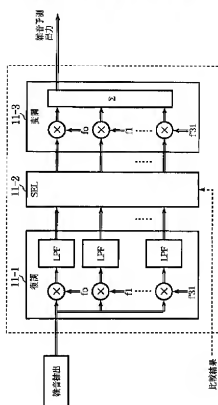
【図10】

タイミング抽出部及びV/CXO周位相ロックループ回路の機能ブロック



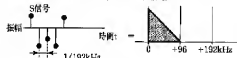
【図29】

本発明の雑音予測の他の実施形態



送信信号、ゼロ点信号、雑音及びそれらのスペクトル

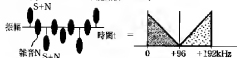
(A)送信信号点(送信信号点発生後 192kHz送信時)



(B)送信信号点(ゼロ点挿入後 384kHz)

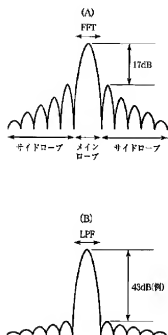


(C)受信信号点(ノイズ付キリスト伝送路後 384kHz)



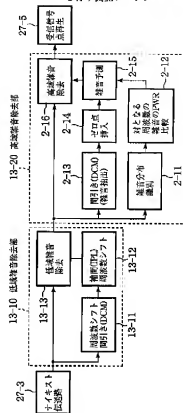
【図12】

本発明の雑音予測の二つの実施形態のスペクトルの比較



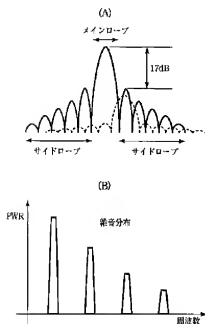
【図13】

本発明の低域雑音除去と雑音分布識別雑音除去を行う機能ブロック



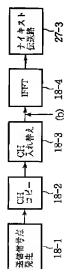
【図14】

高速フーリエ変換(FFT)出力のサイドローブと
その干渉を受ける雑音分布



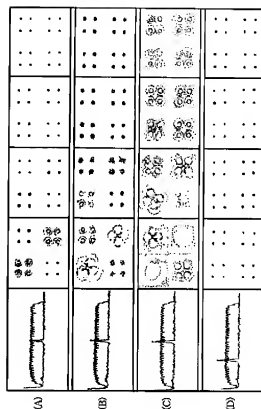
【図18】

本発明の雑音分布に応じてチャネル並べ替えを
行う送受信側の構成



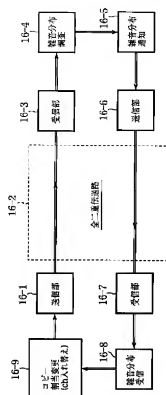
【図15】

本発明の雑音分布識別による雑音キャンセルの結果の実例



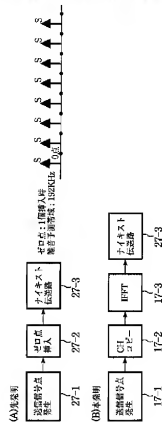
【図16】

本発明の雑音分布に応じてチャンネル並べ替えを行う実施形態



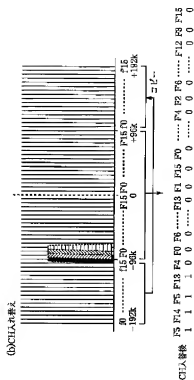
【図17】

本発明のゼロ点挿入の例の実施形態



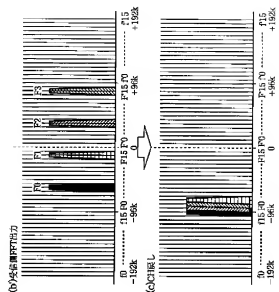
【図 2 1】

本発明の送信側でのチャネル入れ替えの例



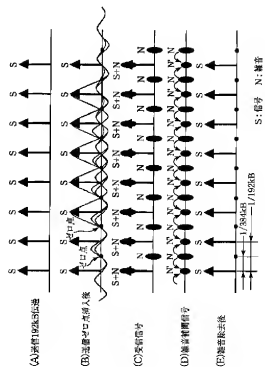
【図 2 2】

本発明の受信信号雑音分布及びチャネル戻し替え後の雑音分布



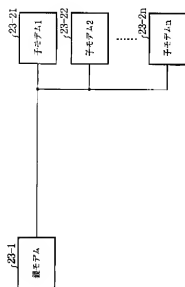
【図 2 3】

雑音キャンセルの動作における送信信号と雑音の時系列



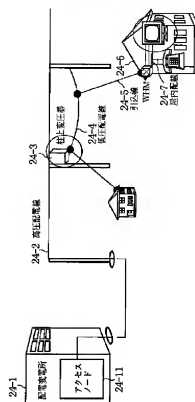
【圖 23】

本発明を適用可能な1対n分岐接続の送受信系統

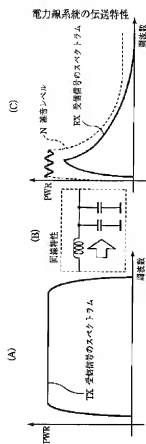


【圖 24】

電力線系統の構成

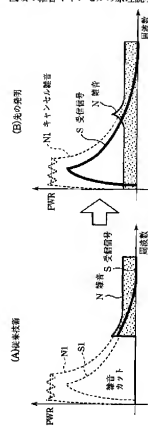


【図 2 5】



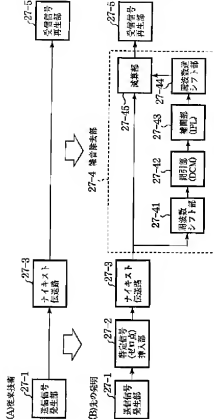
【図 2 6】

低域の雑音キャンセルの原理説明図



【図 27】

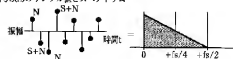
固定帯域の雑音をキャンセルする受信システム



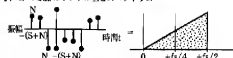
【図 30】

雑音除去部における引き動作

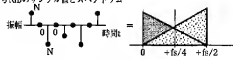
(A) 信号 $S(t)$ のサンプル値とスペクトラム



(B) 信号 $(-1)^n S(n)$ のサンプル値とスペクトラム



(C) 信号 $u(n)$ のサンプル値とスペクトラム



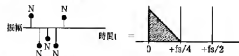
(D) 信号 $u(n)$ のサンプル値とスペクトラム



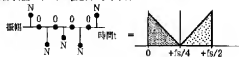
【図31】

雑音除去部における補間動作

(A)信号 $x(n)$ のサンプル値とスペクトラム

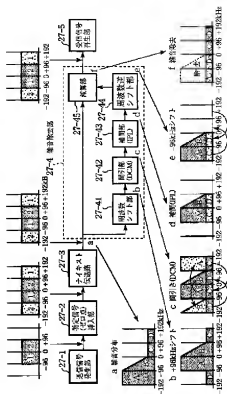


(B)符号 $h(n)$ のサンプル値とスペクトラム



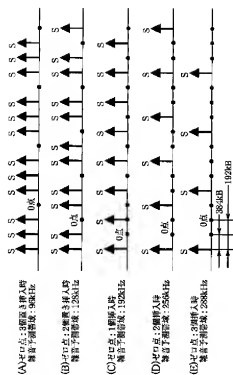
【図32】

雑音成分のみに着目した雑音除去動作



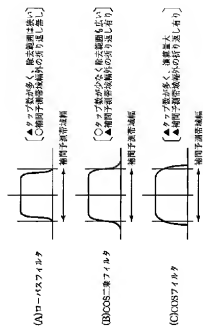
【図33】

ゼロ点挿入の変形例



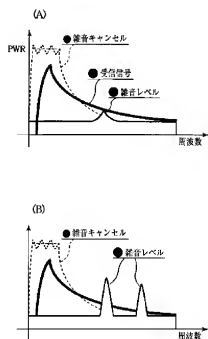
【図34】

補間フィルタの特性

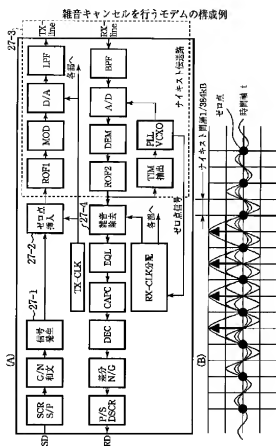


【図36】

複合スペクトラムの雑音が広い帯域に亘って発生した例



【図 3 5】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁷

H 0 4 R 3/02

// H 0 4 L 27/00

識別記号

F I

H 0 4 L 27/00

テマコード (参考)

Z 5 K 0 5 2

Fターム (参考) 5D015 EE05

5D020 CC06

5K004 AA01 BB06

5K022 DD01 DD31

5K046 AA03 BA06 PS51 PS52

5K052 AA01 BB01 BB13 BB14 BB23

DD01 DD15 EE12 FF01 FF13

FF24 FF31 GG19